

crn. us 6,502,069

# **Method and a device for coding audio signals and a method and a device for decoding a bit stream**

**Patent number:** JP2001522156T

**Publication date:** 2001-11-13

**Inventor:**

**Applicant:**

**Classification:**

- International: **H04B1/66; H04B14/04; H04B1/66; H04B14/04; (IPC1-7): H03M7/30; G10L19/00; G10L19/02; H03H17/00**

- european: **H04B1/66M; H04B14/04D**

**Application number:** JP20000518448T 19980707

**Priority number(s):** DE19971047132 19971024; WO1998EP04200 19980707

**Also published as:**

WO9922451 (A3)  
WO9922451 (A2)  
EP1025646 (A3)  
EP1025646 (A2)  
US6502069 (B1)

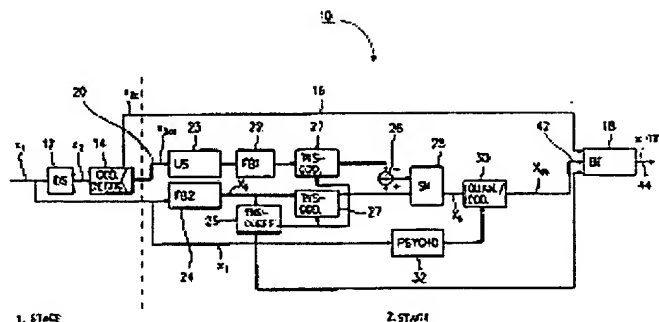
more >>

**Report a data error here**

Abstract not available for JP2001522156T

Abstract of corresponding document: **US6502069**

The present invention permits a combination of a scalable audio coder with the TNS technique. In a method for coding time signals sampled in a first sampling rate, second time signals are first generated whose sampling rate is smaller than the first sampling rate. The second time signals are then coded according to a first coding algorithm and written into a bit stream. The coded second time signals are, however, decoded again, and, like the first time signals, transformed into the frequency domain. From a spectral representation of the first time signals, TNS prediction coefficients are calculated. The transformed output signal of the coder/decoder with the first coding algorithm, like the spectral representation of the first time signal, undergoes a prediction over the frequency to obtain residual spectral values for both signals, though only the prediction coefficients calculated on the basis of the first time signals are used. These two signals are evaluated against each other. The evaluated residual spectral values are then coded by means of a second coding algorithm to obtain coded evaluated residual spectral values, which, together with the side information containing the calculated prediction coefficients, are written into the bit stream.



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公表特許公報 (A)

(11) 特許出願公表番号

特表2001-522156

(P2001-522156A)

(43) 公表日 平成13年11月13日 (2001. 11. 13)

(51) Int. Cl.<sup>7</sup> 識別記号  
H 0 3 M 7/30  
G 1 0 L 19/02  
19/00  
H 0 3 H 17/00 6 2 1

F I テーコート\* (参考)  
H 0 3 M 7/30 A 5 D 0 4 5  
H 0 3 H 17/00 6 2 1 D 5 J 0 6 4  
G 1 0 L 7/04 G  
9/18 A

審査請求 有 予備審査請求 有 (全 46 頁)

(21) 出願番号 特願2000-518448(P2000-518448)  
(86) (22) 出願日 平成10年7月7日 (1998. 7. 7)  
(85) 翻訳文提出日 平成12年4月24日 (2000. 4. 24)  
(86) 国際出願番号 P C T / E P 9 8 / 0 4 2 0 0  
(87) 国際公開番号 W O 9 9 / 2 2 4 5 1  
(87) 国際公開日 平成11年5月6日 (1999. 5. 6)  
(31) 優先権主張番号 1 9 7 4 7 1 3 2 . 3  
(32) 優先日 平成9年10月24日 (1997. 10. 24)  
(33) 優先権主張国 ドイツ (D E)  
(81) 指定国 E P (A T, B E, C H, C Y, D E, D K, E S, F I, F R, G B, G R, I E, I T, L U, M C, N L, P T, S E), A U, C A, J P, K R, U S

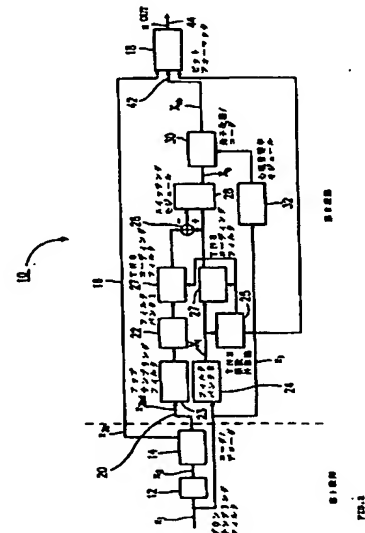
(71) 出願人 フラウンホーファー・ゲゼルシャフト・ツ  
ア・フォルデルング・デア・アンゲヴァン  
テン・フォルシュング・エー・ファウ  
ドイツ連邦共和国デー-80636 ミュンヘ  
ン、レオンロートシュトラッセ54番  
(72) 発明者 グリル ベルンハルト  
ドイツ連邦共和国 D-91207 ラウフ  
アム シュヴァベンヴァイヘル 24  
(72) 発明者 ヘルレ ユルゲン  
ドイツ連邦共和国 D-91054 ブッケン  
ホフ アム アイヘンガルテン 11  
(74) 代理人 弁理士 岡田 全啓

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 オーディオ信号をコーディングする方法及び装置並びにビットストリームをデコーディングする方法及び装置

(57) 【要約】

本願発明は、TNS技術を用いたスケーラブルオーディオコーデの組み合わせを可能にする。第1のサンプリングレートでサンプリングされた時間信号 ( $x_1$ ) をコーディングする方法において、まず第1のサンプリングレートより低いサンプリングレートの第2の時間信号 ( $x_2$ ) が生成される (12)。それから、第2の時間信号 ( $x_2$ ) が第1のコーディングアルゴリズムによりコード化され (14)、ビットストリーム ( $x_{A01}$ ) に書き込まれる (16)。しかし、コード化された第2の時間信号 ( $x_{2,c}$ ) は、再びデコード化され (14)、第1の時間信号と同様に、周波数ドメインに変換される (23, 24)。第1の時間信号のスペクトル表示 ( $X_1$ ) から、TNS予測係数が計算される (25)。第1のコーディングアルゴリズムを用いるコーダ/デコーダ (14) の変換された出力信号 ( $x_{2,c}$ ) は、第1の時



【特許請求の範囲】

【請求項1】 第1のサンプリングレートでサンプリングされた離散第1時間信号 ( $x_1$ ) をコーディングする方法であって、以下のステップを含む：

第1の時間信号 ( $x_1$ ) から、第2のサンプリングレートに相当するバンド幅である第2の時間信号 ( $x_2$ ) を生成するステップであって、第2のサンプリングレートは第1のサンプリングレートに等しいかまたはそれより低いステップ；

コード化された第2の信号 ( $x_{2c}$ ) を得るために、第1のコーディングアルゴリズムにより第2の時間信号 ( $x_2$ ) をコーディングするステップ；

第2のサンプリング周波数に相当するバンド幅であるコード化／デコード化された第2の時間信号 ( $x_{2cd}$ ) を得るために、コード化された第2の信号 ( $x_{2c}$ ) を第1のコーディングアルゴリズムによりデコーディングするステップ；

第1のスペクトル値 ( $X_1$ ) を得るために、第1の時間信号 ( $x_1$ ) を周波数ドメインに変換するステップ；

第1のスペクトル値 ( $X_1$ ) から予測係数を計算するステップ；

コード化／デコード化された第2の時間信号 ( $x_{2cd}$ ) から第2のスペクトル値 ( $X_{2cd}$ ) を生成するステップであって、第2のスペクトル値 ( $X_{2cd}$ ) はコード化／デコード化された第2の時間信号 ( $x_{2cd}$ ) の周波数ドメインでの表示であるステップ；

第1のスペクトル値 ( $X_1$ ) の数に相当する数である評価されたスペクトル値 ( $X_b$ ) を得るために、第1のスペクトル値 ( $X_1$ ) を第2のスペクトル値 ( $X_{2cd}$ ) で評価するステップ；

評価された残余スペクトル値を得るために、計算された予測係数によって、周波数に関して評価されたスペクトル値の予測を行なうステップ；及び

コード化され評価された残余スペクトル値を得るために、評価された残余スペクトル値を、第2のコーディングアルゴリズムによってコーディングするステップ。

【請求項2】 第1のサンプリングレートでサンプリングされた離散第1時間信号 ( $x_1$ ) をコーディングする方法であって、以下のステップを含む：

第1の時間信号 ( $x_1$ ) から、第2のサンプリングレートに相当するバンド幅

の第2の時間信号 ( $x_2$ ) を生成するステップであって、第2のサンプリングレートは第1のサンプリングレートに等しいかまたはそれより低いステップ;

コード化された第2の信号 ( $x_{2c}$ ) を得るために、第1のコーディングアルゴリズムにより第2の時間信号 ( $x_2$ ) をコーディングするステップ;

第2のサンプリング周波数に相当するバンド幅であるコード化/デコード化された第2の時間信号 ( $x_{2cd}$ ) を得るために、コード化された第2の信号 ( $x_{2c}$ ) を第1のコーディングアルゴリズムによりデコーディングするステップ;

第1のスペクトル値 ( $X_1$ ) を得るために、第1の時間信号 ( $x_1$ ) を周波数ドメインに変換するステップ;

第1のスペクトル値 ( $X_1$ ) から予測係数を計算するステップ;

コード化/デコード化された第2の時間信号 ( $x_{2cd}$ ) から第2のスペクトル値 ( $X_{2cd}$ ) を生成するステップであって、第2のスペクトル値 ( $X_{2cd}$ ) はコード化/デコード化された第2の時間信号 ( $x_{2cd}$ ) の周波数ドメインでの表示であるステップ;

第1の残余スペクトル値及び第2の残余スペクトル値を得るために、計算された予測係数を用いて、周波数に関して第1のスペクトル値 ( $X_1$ ) 及び第2のスペクトル値 ( $X_{2cd}$ ) の予測を行なうステップ;

第1のスペクトル値 ( $X_1$ ) の数に相当する数である評価された残余スペクトル値を得るために、第1の残余スペクトル値を第2の残余スペクトル値で評価するステップ; 及び

コード化され評価された残余スペクトル値を得るために、評価された残余スペクトル値 ( $X_b$ ) を第2のコーディングアルゴリズムによりコーディングするステップ。

**【請求項3】** オーディオ信号を表すビットストリームをデコーディングする方法であって、ビットストリームは、第1のコーディングアルゴリズムによりコード化された信号、第2のコーディングアルゴリズムによりコード化された信号、及びサイド情報を有し、第2のコーディングアルゴリズムによりコード化された信号は、コード化された残余スペクトル値を有し、残余スペクトル値は、周波数に関する予測によって、評価されたスペクトル値から生成され、予測の予測

係数は、サイド情報の中に存在する方法であって、以下のステップを含む：

コード化／デコード化された第2の時間信号 ( $x_{2cd}$ ) を得るために、第1のコーディングアルゴリズムによりコード化されたコード化信号 ( $x_{2c}$ ) を、第1のコーディングアルゴリズムによりデコーディングするステップ；

残余スペクトル値を得るために、コード化された残余スペクトル値を第2のコーディングアルゴリズムによりデコーディングするステップ；

第2のスペクトル値 ( $X_{2cd}$ ) を得るために、コード化／デコード化された第2の時間信号 ( $x_2$ ) を周波数ドメインに変換するステップ；

評価されたスペクトル値 ( $X_b$ ) を得るために、サイド情報中に存在する予測係数を用いて、評価された残余スペクトル値に関して逆予測を行なうステップ；

第1のスペクトル値 ( $X_1$ ) を得るために、評価されたスペクトル値 ( $X_b$ ) 及び第2のスペクトル値 ( $X_{2cd}$ ) を逆評価するステップ；及び

第1の時間信号 ( $x_1$ ) を得るために、第1のスペクトル値 ( $X_1$ ) を時間ドメインに変換して戻すステップ。

【請求項4】 オーディオ信号を表すビットストリームをデコーディングする方法であって、ビットストリームは、第1のコーディングアルゴリズムによりコード化された信号、第2のコーディングアルゴリズムによりコード化された信号、及びサイド情報を有し、第2のコーディングアルゴリズムによりコード化された信号は、コード化された残余スペクトル値を有し、残余スペクトル値は、周波数に関する予測によって、評価されたスペクトル値から生成され、予測の予測係数は、サイド情報中に存在する方法であって、以下のステップを含む：

コード化／デコード化された第2の時間信号 ( $x_{2cd}$ ) を得るために、第1のコーディングアルゴリズムによりコード化されたコード化信号 ( $x_{2c}$ ) を、第1のコーディングアルゴリズムによりデコーディングするステップ；

残余スペクトル値を得るために、コード化された残余スペクトル値を第2のコーディングアルゴリズムによりデコーディングするステップ；

第2のスペクトル値 ( $X_{2cd}$ ) を得るために、コード化／デコード化された第2の時間信号 ( $x_2$ ) を周波数ドメインに変換するステップ；

第2の残余スペクトル値を得るために、サイド情報中に存在する予測係数を用

いて、第2のスペクトル値 ( $X_{2cd}$ ) に関して予測を行なうステップ;

残余スペクトル値を得るために、評価された残余スペクトル値及び第2の残余スペクトル値を逆評価するステップ;

第1のスペクトル値 ( $X_1$ ) を得るために、サイド情報中に蓄積されている予測係数を用いて、残余スペクトル値に関して逆予測を行なうステップ; 及び

第1の時間信号 ( $x_1$ ) を得るために、第1のスペクトル値 ( $X_1$ ) を時間ドメインに変換して戻すステップ。

【請求項5】 第1のサンプリングレートでサンプリングされた離散第1時間信号 ( $x_1$ ) をコーディングするための装置 (10) であって、以下の特徴を含む:

第2のサンプリングレートに相当するバンド幅の第2の時間信号 ( $x_2$ ) を第1の時間信号 ( $x_1$ ) から生成するためのデバイス (12) であって、第2のサンプリングレートは第1のサンプリングレートに等しいかまたはそれより低いデバイス (12);

コード化された第2の信号 ( $x_{2c}$ ) を得るために、第2の時間信号 ( $x_2$ ) を第1のコーディングアルゴリズムによりコーディングするためのデバイス (14);

第2のサンプリング周波数に相当するバンド幅であるコード化/デコード化された第2の時間信号 ( $x_{2cd}$ ) を得るために、コード化された第2の信号 ( $x_{2c}$ ) を第1のコーディングアルゴリズムによりデコーディングするためのデバイス (14);

第1のスペクトル値 ( $X_1$ ) を得るために、第1の時間信号 ( $x_1$ ) を周波数ドメインに変換するためのデバイス (24);

第1のスペクトル値 ( $X_1$ ) から予測係数を計算するためのデバイス (25);

;

コード化/デコード化された第2の時間信号 ( $x_{2cd}$ ) から第2のスペクトル値 ( $X_{2cd}$ ) を生成するためのデバイス (22, 23) であって、第2のスペクトル値 ( $X_{2cd}$ ) は、コード化/デコード化された第2の時間信号 ( $x_{2cd}$ ) の周波数ドメインでの表示であるデバイス (22, 23);

第1のスペクトル値 ( $X_1$ ) の数に相当する数である評価されたスペクトル値 ( $X_b$ ) を得るために、第1のスペクトル値 ( $X_1$ ) を第2のスペクトル値 ( $X_{2cd}$ ) で評価するためのデバイス (26, 28) ;

評価された残余スペクトル値を得るために、計算された予測係数によって、周波数に関して評価されたスペクトル値の予測を行なうためのデバイス (27) ;  
及び

コード化され評価された残余スペクトル値を得るために、評価された残余スペクトル値を第2のコーディングアルゴリズムによりコーディングするためのデバイス (30) 。

【請求項6】 第1のサンプリングレートでサンプリングされた離散第1時間信号 ( $x_1$ ) をコーディングするための装置 (10) であって、以下の特徴を含む：

第2のサンプリングレートに相当するバンド幅である第2の時間信号 ( $x_2$ ) を、第1の時間信号 ( $x_1$ ) から生成するためのデバイス (12) であって、第2のサンプリングレートは、第1のサンプリングレートに等しいかまたはそれより低いデバイス (12) ;

コード化された第2の信号 ( $x_{2c}$ ) を得るために、第2の時間信号 ( $x_2$ ) を第1のコーディングアルゴリズムによりコーディングするためのデバイス (14) ;

第2のサンプリング周波数に相当するバンド幅であるコード化／デコード化された第2の時間信号 ( $x_{2cd}$ ) を得るために、コード化された第2の信号 ( $x_{2c}$ ) を第1のコーディングアルゴリズムによりデコーディングするためのデバイス (14) ;

第1のスペクトル値 ( $X_1$ ) を得るために、第1の時間信号 ( $x_1$ ) を周波数ドメインに変換するためのデバイス (24) ;

第1のスペクトル値 ( $X_1$ ) から予測係数を計算するためのデバイス (25) ;

コード化／デコード化された第2の時間信号 ( $x_{2cd}$ ) から第2のスペクトル値 ( $X_{2cd}$ ) を生成するためのデバイス (22, 23) であって、第2のスペク

トル値 ( $X_{2cd}$ ) はコード化／デコード化された第2の時間信号 ( $x_{2cd}$ ) の周波数ドメインでの表示であるデバイス (22, 23) ;

第1の残余スペクトル値及び第2の残余スペクトル値を得るために、第1のスペクトル値 ( $X_1$ ) 及び第2のスペクトル値 ( $X_{2cd}$ ) の周波数に関する予測を、計算された予測係数を用いて行なうためのデバイス (27) ;

第1のスペクトル値 ( $X_1$ ) の数に相当する数である評価された残余スペクトル値を得るために、第1の残余スペクトル値を第2の残余スペクトル値で評価するためのデバイス (26, 28) ; 及び

コード化され評価された残余スペクトル値を得るために、評価された残余スペクトル値 ( $X_b$ ) を第2のコーディングアルゴリズムによりコーディングするためのデバイス (30) 。

【請求項7】 オーディオ信号を表すビットストリームをデコーディングするための装置であって、ビットストリームは、第1のコーディングアルゴリズムによりコード化された信号、第2のコーディングアルゴリズムによりコード化された信号、及びサイド情報を有し、第2のコーディングアルゴリズムによりコード化された信号は、コード化された残余スペクトル値を有し、残余スペクトル値は、評価されたスペクトル値から周波数に関する予測により生成され、予測の予測係数は、サイド情報中に存在する装置であって、以下の特徴を含む：

コード化／デコード化された第2の時間信号 ( $x_{2cd}$ ) を得るために、第1のコーディングアルゴリズムによりコード化されたコード化信号 ( $x_{2c}$ ) を、第1のコーディングアルゴリズムによりデコーディングするためのデバイス (50)

；

残余スペクトル値を得るために、コード化された残余スペクトル値を第2のコーディングアルゴリズムによりデコーディングするためのデバイス (54) ；

第2のスペクトル値 ( $X_{2cd}$ ) を得るために、コード化／デコード化された第2の時間信号 ( $x_2$ ) を周波数ドメインに変換するためのデバイス (64) ；

評価されたスペクトル値 ( $X_b$ ) を得るために、サイド情報中に存在する予測係数を用いて、評価された残余スペクトル値に関して逆予測を行なうためのデバイス (59) ；



第1のスペクトル値 ( $X_1$ ) を得るために、評価されたスペクトル値 ( $X_b$ ) 及び第2のスペクトル値 ( $X_{2cd}$ ) を逆評価するためのデバイス (60, 62) ; 及び

第1の時間信号 ( $x_1$ ) を得るために、第1のスペクトル値 ( $X_1$ ) を時間ドメインに変換して戻すためのデバイス (66)。

【請求項8】 オーディオ信号を表すビットストリームをデコーディングするための装置であって、ビットストリームは、第1のコーディングアルゴリズムによりコード化された信号、第2のコーディングアルゴリズムによりコード化された信号、及びサイド情報を有し、第2のコーディングアルゴリズムによりコード化された信号は、コード化された残余スペクトル値を有し、残余スペクトル値は、評価されたスペクトル値から周波数に関する予測により生成され、予測の予測係数は、サイド情報中に存在する装置であって、以下の特徴を含む：

コード化／デコード化された第2の時間信号 ( $x_{2cd}$ ) を得るために、第1のコーディングアルゴリズムによりコード化されたコード化信号 ( $x_{2c}$ ) を、第1のコーディングアルゴリズムによりデコーディングするためのデバイス (50)

；

残余スペクトル値を得るために、コード化された残余スペクトル値を第2のコーディングアルゴリズムによりデコーディングするためのデバイス (54) ；

第2のスペクトル値 ( $X_{2cd}$ ) を得るために、コード化／デコード化された第2の時間信号 ( $x_2$ ) を周波数ドメインに変換するためのデバイス (64) ；

第2の残余スペクトル値を得るために、サイド情報中に存在する予測係数を用いて、第2のスペクトル値 ( $X_{2cd}$ ) に関する予測を行なうためのデバイス (27) ；

残余スペクトル値を得るために、評価された残余スペクトル値及び第2の残余スペクトル値を逆評価するためのデバイス (60, 62) ；

第1のスペクトル値 ( $X_1$ ) を得るために、サイド情報中に蓄積されている予測係数を用いて、残余スペクトル値に関する逆予測を行なうためのデバイス (59) ； 及び

第1の時間信号 ( $x_1$ ) を得るために、第1のスペクトル値 ( $X_1$ ) を時間ド

メインに変換して戻すためのデバイス（60）。

#### 【発明の詳細な説明】

本願発明は、スケーラブルオーディオコーデ及びオーディオデコーデに関し、特に、少なくとも1段階が周波数ドメインにおいて作動するスケーラブルコーデ及びデコーデに関する。

スケーラブルオーディオコーデは、モジュール構成のコーデである。よって、たとえば8kHzでサンプリングされた信号を処理し、たとえば毎秒4.8から8キロビットのデータレートを生成する既存のスピーチコーデを使用しようという努力がなされる。たとえば当業者に知られているG.729、G.723、FS1016、CELPまたはMPEG-4-Audio用のパラメトリックモデル等のこれら公知のコーデは、通常8kHzでサンプリングされた信号用に設計されており、最高4kHzの可聴バンド幅しかコード化できないため、主に話声信号をコード化するのに役立つのであり、一般により高い音質の音楽信号のコード化には適していない。しかしながら、一般にそれらは低いサンプリングレートで、話声信号について良好な音質を示す。

スケーラブルコーデでの音楽信号のオーディオコーディングについて、たとえばHIFI品質またはCD品質を達成するために、スピーチコーデと、たとえば48kHzのより高いサンプリングレートで信号をコード化することが可能なオーディオコーデが組み合わせられる。もちろん上記のスピーチコーデを、たとえばMPEG1、MPEG2またはMPEG4の標準に従うミュージック/オーディオコーデといった別のコーデに置き換えることも可能である。

この種のチェーン回路は、スピーチコーデ及びより高品質のオーディオコーデを含む。たとえばサンプリングレート48kHzの入力信号は、ダウンサンプリングフィルタでスピーチコーデに適当なサンプリング周波数に変換される。しかし、サンプリングレートは、また、両方のコーデにおいて同じでもあり得る。変換された信号は、その後コード化される。コード化された信号は、送信のためにビットストリームフォーマッティングデバイスに直接与えられることが可能である。しかし、それはたとえば最大でも4kHzのバンド幅の信号しか含まない。コード化された信号も再びデコード化され、アップサンプリングフィルタで変換される。しかし、ダウンサンプリングフィルタのために、こうして得られた信号

は、たとえば4 kHzのバンド幅の有用な情報しか含んでいない。加えて、4 kHzより低いバンドにおける変換されコード化／デコード化された信号のスペクトル内容は、一般的なコード化がコーディングエラーを持ちこむため、48 kHzでサンプリングされた入力信号の最初の4 kHzバンドに正確に対応していないことを記しておかなければならない。

既に述べたように、スケーラブルコードは、周知のスピーチコードと、より高いサンプリングレートで信号を処理することが可能なオーディオコードとを含む。4 kHzより高い周波数の入力信号の信号成分を送信できるように、8 kHzにおける入力信号とコード化／デコード化され変換されたスピーチコードの出力信号との差が、各々個々の離散時間サンプリング値について形成される。この差は、その後、当業者に公知の方法で、公知のオーディオコードを用いて量子化及びコード化されることが可能である。ここで、コーディングエラーとは別に、より高いサンプリングレートで信号をコード化することが可能なオーディオコードに与えられる差分信号は、より低い周波数帯域では基本的にゼロである。上方に変換されコード化／デコード化されたスピーチコードの出力信号のバンド幅より上に位置するスペクトル域において、差分信号は、実質的に48 kHzでの真の入力信号に対応する。

第1の段階すなわちスピーチコードの段階において、一般にコード化された信号の非常に低いビットレートが対象とされているので、低いサンプリング周波数のコードが一般的に使用される。前述のコードを含む多数のコードは、現在、数キロビット（2から8キロビットまたはそれ以上）のビットレートで作動する。更に、この低いビットレートではいずれにしろ不可能であるとともに、計算の労力に関しては低いサンプリング周波数でのコード化がより有益であるため、これらは8 kHzの最大サンプリング周波数を可能にする。最大可能可聴バンド幅は4 kHzであり、實際上約3.5 kHzに制限されている。バンド幅の改良が、更なる段階すなわちオーディオコードの段階において達成されるのであれば、この更なる段階は、より高いサンプリング周波数で作動しなければならない。

データ量を更に減ずるための高品質オーディオコーディングにおけるいわゆるTNS技術の使用が、先般来公知になりつつある（J. Herre, J. D. J

ohnston, "Enhancing the Performance of Perceptual Audio Coders by Using Temporal Noise Shaping (TNS)", 101st AES Convention, Los Angeles 1996, Preprint 4384)。TNS技術(TNS=テンポラルノイズシェイピング)は、一般に、スペクトル値の予測コーディングによって、量子化ノイズの微細構造のテンポラルシェイピングを可能にする。TNS技術は、時間ドメインと周波数ドメイン間の二重性の一貫した適用に基づく。技術分野においては、時間信号の自己相関関数が周波数ドメインに変換される際、まさにこの時間信号のスペクトルパワー密度を与えることが知られている。これに関する二重の事態が、信号のスペクトルの自己相関関数が形成され時間ドメインに変換される際に生ずる。時間ドメインに変換または戻された自己相関関数は、また時間信号のヒルベルト包絡線のスクエアとも呼ばれる。よって、信号のヒルベルト包絡線は、そのスペクトルの自己相関関数と直接連結される。従って、信号のスクエアリングされたヒルベルト包絡線及びそのスペクトルパワー密度は、時間ドメインと周波数ドメインにおける二重の側面を表す。信号のヒルベルト包絡線がある周波数の範囲に関して各々部分的なバンドパス信号について一定のままであれば、隣接するスペクトル値との自己相関もまた一定である。実は、これは一連のスペクトル係数が周波数に対して定常であることを意味しており、そのため、予測コーディング技術がこの信号を表すのに有効に使用され得るのであり、これは、更に言えば、予測係数の共通のセットを用いることによる。

状況を明確にするために、図6A及び図6Bを参照する。図6Aは、持続時間が約40msの時間的に強く過渡的な「カスタネット」信号の短区分を示す。この信号は多重の部分的バンドパス信号に分解され、各部分的バンドパス信号は、500Hzのバンド幅を有する。図6Bは、中間周波数が1500Hzから4000Hzに渡るこれらのバンドパス信号のヒルベルト包絡線を示す。より事態を明らかにするために、全ての包絡線はそれらの最大振幅に正規化されている。明らかに、全ての単一の包絡線の形状は互いに非常に類似しており、それがこの周波数帯域内で信号を有効にコード化するために一般的な予測器が使用できる理由

である。人間の音声発生メカニズムの性質のために、全周波数帯域に渡って声門エキサイテーションパルスの効果が存在しているスピーチ信号についても同様の考察がなされる。

よって、図6 Bは、たとえば周波数2000Hzでの隣接する値の相関関係が、たとえば周波数3000Hzまたは1000Hzでのそれと類似していることを示す。

その代わりに、過渡信号のスペクトル予測性の性質は、図5の表を検討することにより理解され得る。表の上左で、連続的な時間信号 $u(t)$ が正弦波の形で示される。この隣はこの信号のスペクトル $U(f)$ であり、単一のディラックパルスからなる。この信号の最適コーディングは、スペクトルデータまたはスペクトル値のコーディングに存する。なぜなら、完全な時間信号について、時間信号を完全に再構成できるように、ここではフーリエ係数の振幅及び位相のみが送信されなければならないからである。スペクトルデータのコーディングは、同時に、時間ドメインにおける予測に対応する。よって、ここでは時間ドメインにおいて予測コーディングが起こらなければならないであろう。したがって、正弦の時間信号は、平坦な時間包絡線を有し、それは周波数ドメインにおける最も平坦でない包絡線に相当する。

次に、時間信号 $u(t)$ が時間ドメインにおいてディラックパルスの形で最大に過渡的な信号であるという反対の場合を検討する。時間ドメインにおけるディラックパルスは「平坦な」パワースペクトルに相当し、一方、位相スペクトルはパルスのタイムポジションに従って回転する。この信号がたとえば変換コーディングまたはスペクトルデータのコーディングまたは時間ドメインデータの直線予測コーディング等の上述の従来の方法に対して問題を呈していることは明らかである。この信号は、時間ドメインにおいて最良かつ最も効率的にコード化され得る。なぜなら、ディラックパルスの時間的位置及びパワーのみが送信されなければならないからであり、それは二重性の一貫した使用を通じて、周波数ドメインにおける予測コーディングもまた効率的なコーディングに適する方法を構成することを意味する。

周波数に関するスペクトル係数の予測コーディングを、既に実施され上で引用

した記事においても記述された、1つのブロックから次のブロックへのスペクトル係数の予測の公知の二重性コンセプトと混同しないことは非常に重要である (M. Bosi, K. Brandenburg, S. Quakenbusch, L. Fiedler, K. Akagiri, H. Fuchs, M. Dietz, J. Herre, G. Davidson, Yoshiaki Oikawa: "ISO/IEC MPEG-2 Advanced Audio Coding," 101st AES Convention, Los Angeles 1996, Preprint 4382)。時間に関する予測に相当する1つのブロックから次のブロックへのスペクトル係数の予測において、スペクトル分解能が増大し、一方周波数に関するスペクトル係数の予測は時間分解能を増大させる。従って、たとえば1000Hzでのスペクトル係数は、同じブロックまたはフレームにおけるたとえば900Hzでのスペクトル係数から決定され得る。

そのため、上記の考察は、過渡信号の効率的なコーディング方法の達成へとつながった。時間と周波数ドメインの二重性を考慮して、予測コーディング技術は、あるスペクトル係数から次のブロックにおける同じ周波数のスペクトル係数への既に公知の予測と実質的に同様に扱われることが可能である。ある信号のスペクトルパワー密度及びスクエアリングされたヒルベルト包絡線は、互いに二重であるため、従来の予測方法におけるようなスペクトル計測の平坦さではなく信号のスクエアリングされた包絡線の計測の平坦さにより、残余信号エネルギーの減少または予測利得が得られる。潜在コーディング利得は、信号が過渡的になるほど増加する。

後方予測としても知られる閉ループの予測理論及び前方予測としても知られる開ループの予測理論の両方が、可能な予測理論として挙げられる。閉ループのスペクトル予測理論（後方予測）の場合、エラーの包絡線は平坦である。別の表現をすれば、エラー信号のエネルギーは、時間に関して均等に配分される。

しかし、前方予測の場合、図7に示されるように、量子化によって持ちこまれたノイズのテンポラルシェイピングがある。予測されるスペクトル係数 $x(f)$ が、加算ポイント600に与えられる。同じスペクトル係数が予測器610にも与えられ、その出力信号がまた負の記号付きで加算ポイント600に与えられる

。よって、量子化器620への入力信号は、スペクトル値 $x(f)$ と予測によって計算されたスペクトル値 $x_p(f)$ との差を表す。前方予測にとって、デコード化されたスペクトル係数データにおける合計エラーエネルギーは一定のままである。しかし、スペクトル係数に予測が加えられることによって、量子化ノイズが時間的に実際の信号の下に置かれてマスキングされ得るために、量子化エラー信号の時間軸上の形状は、デコーダの出力ではテンポラルシェイピングされているように見える。このようにして、たとえば過渡信号またはスピーチ信号の時間マスキングの問題が避けられる。

よって、この種のスペクトル値の予測コーディングは、TNSすなわちテンポラルノイズシェイピング技術と呼ばれる。この技術を明確にする目的で、図8Aを参照する。図8Aの上左では、強く過渡的な時間信号の時間軸上の行動が示される。図8Aの上右でこの時間軸上の行動曲線の反対側に示されているのは、DCTスペクトルの区分である。図8Aの下左のグラフは、LPC（LPC＝直線予測コーディング）オペレーションにより計算されたTNS合成フィルタの結果として生ずる周波数応答を示す。この図における（正規化された）周波数座標は、時間ドメインと周波数ドメインの二重性のために、時間座標に対応する。LPC計算は、明らかに入力信号の「ソースモデル」を生成する。なぜなら、LPC計算された合成フィルタの周波数応答は、強く過渡的な時間信号の包絡線に似ているからである。周波数に関する残余スペクトル値の表示すなわち図7の量子化器620の入力信号の表示は、図8Aの下右に示される。予測後の残余スペクトル値と直接時間一周波数変換で得られたスペクトル値との比較は、残余スペクトル値がもとのスペクトル値よりもはるかに少ないエネルギーを有するということを示す。示された例において、残余スペクトル値のエネルギー減少は、約12dBの合計予測利得に相当する。

図8Aの下左のグラフに関して、以下の点について注目すべきである。時間ドメイン信号に関する従来の予測の使用について、合成フィルタの周波数応答は、入力信号の振幅スペクトルの近似値である。合成フィルタは、ほぼ「白色の」スペクトルで残余信号から、信号のスペクトル形状をある程度まで（再）生成する。TNS技術の場合におけるように、スペクトル信号について予測が用いられる



とき、合成フィルタの周波数応答は、入力フィルタの包絡線の近似値である。合成フィルタの周波数応答は、従来の場合のようにパルス応答のフーリエ変換の結果ではなく、逆フーリエ変換の結果である。TNS合成フィルタは、ほぼ「白色の」（すなわち平坦な）包絡線で残余信号から、いわば信号の包絡線の形状を（再）生成する。よって、図8Aの下左のグラフは、TNS合成フィルタによってかたどられたような入力信号の包絡線を示す。これは、ここではその上の図において示されるカスタネット信号の包絡線近似値の対数表示である。

続いて、約13dBのSN比が、たとえば0.5バークの幅の各コーディングバンドにおいて生ずるように、コーディングノイズが残余スペクトル値に導入された。量子化ノイズの導入によって生ずる時間ドメインにおけるエラー信号は、図8Bに示される。図8Bの左側の図は、TNS技術を用いた場合の量子化ノイズによるエラー信号を示し、右側の図ではTNS技術が使用されておらず、よって比較できるようになっている。予想通り、左側の図におけるエラー信号は、ブロック中で均等に配分されておらず、この量子化ノイズを最適にマスキングするであろうより高い信号内容が存在する領域に集中している。一方、右側の場合では、導入された量子化ノイズは、ブロックすなわち時間に関して均等に配分されており、その結果、信号が全くまたはほとんど存在しない前方の領域では、ノイズも存在し、それはおそらく可聴であり、一方、高い信号内容が存在する領域では、比較的小さなノイズが存在し、信号のマスキングの可能性が完全には活用されていないということになる。

TNSフィルタ付きの単純なすなわち非スケーラブルオーディオコーダが以下に記述される。

コーダにおけるTNSフィルタ804の実行が図9Aに示される。このフィルタは、解析フィルタバンク802と量子化器806の間に配置される。図9Aに示されるコーダ用の離散時間入力信号がオーディオ入力800に入力され、量子化されたオーディオ信号すなわち量子化されたスペクトル値または量子化された残余スペクトル値が出力808で出力され、その後に冗長コーダが続いてよい。そのため、入力信号はスペクトル値へと変換される。計算されたスペクトル値に基づき、たとえばスペクトル値の自己相関マトリクスを形成しレヴィンソンコーダ

ービンリカージョンを用いることにより、正規直線予測計算が行なわれる。図9 Bは、TNSフィルタ804の詳細図を示す。スペクトル値 $x(1), \dots, x(i), \dots, x(n)$ がフィルタ入力810に与えられる。特定の周波数帯域のみが過渡信号を示す一方、他の周波数帯域では主に静的であるということも起こり得る。このことは、入力スイッチ812及び出力スイッチ814を通じて、TNSフィルタ804において許容されているのであるが、これらのスイッチの主な機能は、被処理データの並列-直列または直列-並列変換をもたらすことである。特定の周波数帯域が不安定で、TNS技術によって一定のコーディング利得が得られる見込みがあるならば、このスペクトル域のみがTNS処理されるのだが、これは入力スイッチ812がたとえばスペクトル値 $x(i)$ で始まり、たとえばスペクトル値 $x(i+2)$ まで通過するということで達成される。フィルタの内部領域もまた前方予測構造すなわち予測器610及び加算ポイント600を含む。

TNSフィルタのフィルタ係数を決定するためまたは予測係数を決定するための計算は、次のように実行される。自己相関マトリクスの形成及びレヴィンソン-ダービンリカージョンの適用が、たとえば20のノイズシェイピングフィルタの最高許容オーダーについて行なわれる。計算された予測利得が特定の閾値を超える場合、TNS処理が作動する。

それから、現在のブロックについて使用されるノイズシェイピングフィルタのオーダーが、係数配列の末端から十分に小さい絶対値の全ての係数の除去により決定される。これは、スピーチ信号について通常4~12の範囲内にある値のTNSフィルタのオーダーを生じさせる。

十分に高いコーディング利得がたとえばスペクトル値 $x(i)$ の範囲について決定される場合、この範囲は処理され、TNSフィルタの出力でスペクトル値 $x(i)$ の代わりに残余スペクトル値 $x_R(i)$ が現れる。図8Aから分かるように、この残余値はもとのスペクトル値 $x(i)$ よりもはるかに小さい振幅を有する。よって、正規サイド情報に加えて、デコーダに送信されるサイド情報は、TNSの使用を示すフラグと、必要ならば目的周波数帯域及びコーディングに使用されたTNSフィルタに関する情報を含む。フィルタデータは量子化されたフィ

ルタ係数として表示されることが可能である。

次に、TNSフィルタ付きのコードに類似して、逆TNSフィルタ付きのデコードが考慮される。

図10Aで示されるデコードにおいて、TNSコーディングは各チャンネルについて反転される。残余スペクトル値  $x_R(i)$  は反量子化器216において再量子化され、図10Bで詳細に構造を示す逆TNSフィルタ900に入力される。出力信号として、逆TNSフィルタ900は、合成フィルタバンク218で時間ドメインに変換されるスペクトル値を再び伝送する。TNSフィルタ900は、入力スイッチ902と出力スイッチ908を含み、それらもまた主に被処理データの並列-直列または直列-並列変換をもたらすものである。残余スペクトル値だけを逆TNSコーディングの対象とし、TNSコード化されていないスペクトル値は変更されないで出力910にまで通過させられるように、入力スイッチ902もまた可能目的周波数帯域を考慮している。逆予測フィルタは、予測器906と加算ポイント904を含む。しかし、TNSフィルタとは対照的に、これらは以下のように接続されている。残余スペクトル値は、入力スイッチ902を介して加算ポイント904に達し、そこで予測器906の出力信号と加算される。出力信号として、予測器は推測スペクトル値  $x_p(i)$  を供給する。スペクトル値  $x(i)$  は、出力スイッチを介して逆TNSフィルタの出力で出力される。よって、TNS関連のサイド情報は、デコードにおいてデコード化され、そのサイド情報は、TNSの使用を示すフラグと、必要ならば目的周波数帯域に関する情報を含む。加えて、サイド情報は、あるブロックまたは「フレーム」をコード化するために使用された予測フィルタのフィルタ係数を含む。

よって、TNS方法は、以下のように要約される。入力信号は、高分解能解析フィルタバンクによりスペクトル表示に変換される。それから、周波数に関して隣接するスペクトル値間の周波数ドメインで直線予測が行なわれる。この直線予測は、スペクトルドメインで行なわれるスペクトル値のフィルタリングのためのフィルタ工程として解釈され得る。このようにして、もとのスペクトル値が予測エラーすなわち残余スペクトル値によって置き換えられる。これらの残余スペクトル値は、正規のスペクトル値と全く同様に量子化及びコード化され、デコード

に移送され、そこで値はデコード化され反量子化される。逆フィルタバンク（合成フィルタバンク）を使用する前に、逆予測（逆とはコードにおいて実行される予測に対して）が、送信された予測エラー信号すなわち再量子化された残余スペクトル値について逆予測フィルタが使用されるという方法で実行される。

この技術を使用することにより、量子化ノイズの時間包絡線を入力信号のそれに整合させることが可能である。これは、目立つ時間微細構造または目立つ過渡行動を有する信号について、エラー信号のマスキングのより良い活用を可能にする。過渡信号の場合、TNS技術は、いわゆる「プレエコー」を避ける。これについてはそのような信号の「アタック」前に、量子化ノイズが既に現れている。

既に述べたように、スケーラブルオーディオコードにおいて、一般的にコード化された信号の非常に低いビットレートが求められるため、低いサンプリング周波数のコードが第1の段階で使用される。第2の段階では、より高いビットレートでコード化するがより大きなバンド幅を要し、そのためスピーチコードよりもずっと高い音質でオーディオ信号をコード化することが可能なオーディオコードがあることが好ましい。コード化され高いサンプリングレートになったオーディオ信号は、通常、たとえばダウンサンプリングフィルタを用いてまずより低いサンプリングレートに低変換される。減少されたサンプリングレート信号は、その後、第1段階のコードに入力され、このコードの出力信号はスケーラブルオーディオコードから現れるビットストリーム中に直接書き込まれる。この低いバンド幅を有するコード化された信号は、再びデコード化され、それからたとえばアップサンプリングフィルタを用いて高いサンプリングレートに戻され、その後、周波数ドメインに変換される。同じく周波数ドメインに変換されるのは、コードの入力にもともと存在したオーディオ信号である。2つのオーディオ信号がここで入手可能であるが、前者は第1段階のコードのコーディングエラーを被っている。これら周波数ドメインの2つの信号は、2つの信号の差のみを表示する信号を得るために、ここで差分エレメントに供給されることが可能である。後述する周波数選択スイッチとしても実行可能なスイッチングモジュールにおいて、次に2つの入力信号の差を処理するのが良いか、または周波数ドメインに変換されたもとのオーディオ信号を直接処理するのが良いか、決定することが可能である。い

ずれにしても、MPEG標準に従って機能する場合なら、心理音響学モデルを考慮する量子化と、好ましくは量子化されたスペクトル値でのハフマンコーディングを用いるエントロピーコーディングを続けて両方行なうような、たとえば公知の量子化器／コードに、スイッチングモジュールの出力信号が与えられる。量子化器及びコードの出力信号は、第1段階のコードの出力信号と共にビットストリームに書き込まれる。図10Aに示される構造を単純に模倣するために、最初に記述したTNSフィルタをスイッチングモジュールの直後、すなわち量子化器／コードの前に配置するのが一見良いように思われるかも知れない。しかし、この解決法の不都合は、スイッチングモジュールの出力信号が、コードの入力におけるもとの時間オーディオ信号に関して大きく変更されており、その結果TNSフィルタのフィルタ係数決定が同じ品質で適用できないことである。

本願発明の目的は、スケーラブルオーディオコードの場合でもテンポラルノイズシェイピングが役立つように、スケーラブルオーディオコーディングのコンセプトとテンポラルノイズシェイピングのコンセプトを組み合わせることである。

この目的は、請求項1または2によるコーディング方法によって、請求項3または4によるデコーディング方法によって、請求項5または6によるコーディング装置によって、請求項7または8によるデコーディング装置によって達成される。

本願発明は、TNSフィルタ係数または予測係数の決定が、第1段階のコードによる影響を受けていないスペクトル値に基づいて行なわれなければならないという洞察に基づく。もちろん、スケーラブルオーディオコードも、第1段階のコードのように、明細書の導入部で引用した変形のひとつを利用し得る順応性のあるコードであるべきである。本願発明によると、TNS予測係数の決定は、コードの入力におけるオーディオ信号の直接表示であるスペクトル値に基づいて行なわれる。フィルタバンクまたはMDCTを使用することにより、オーディオコード入力信号のスペクトル表示が生成できる。しかし、TNSコーディングフィルタによる実際のフィルタリングのように、コードの同じ場所においてTNSフィルタ係数の決定を行なうことはもはや不可能である。そのため、TNSフィルタ係数の決定は、実際のTNSコーディングフィルタリングとは別に行なわれなけ

ればならない。

本願発明の第1の観点によると、TNSフィルタ係数の決定は、もとのオーディオ入力信号を周波数ドメインに変換するフィルタバンクの直後で行なわれる。よって、同種の信号すなわちTNS処理されていない信号が、加算器またはスイッチングモジュールの前に存在する。本願発明の第1の観点によると、既に決定されたTNS係数でのTNSフィルタリングが、スイッチングモジュールの後及びおそらく心理音響学モデルに従って作動する量子化器／コーダの前で起こる。しかし、後で明らかになるように、このスケーラブルオーディオコーダにおけるTNS技術の実行は、デコーダの変更を伴う。

しかし、本願発明の第2の観点によると、このデコーディングはもはや必要ではない。ここでは、TNS予測係数が、第1の観点についてと同様に、再び同じ場所で決定される。本願発明の第1の観点とは対照的に、2つの関連のスペクトル信号すなわち第1段階のコーディングエラーを伴うスペクトル信号及びオーディオ入力信号の本質的に歪められていない表示であるスペクトル信号が、加算エレメントの前で、前もって決定されたTNS係数で作動するTNSコーディングフィルタにより処理される。第1段階のコーダのコーディングエラーを負ったスペクトル信号のTNSフィルタリングが、エラーのないオーディオ信号に由来するTNS係数を単純に用いるTNS係数の再決定なしに作動することに注目するのは重要である。本願発明の第2の観点によれば、同種の2つの信号すなわちここではTNS処理された信号は、加算器またはスイッチングモジュールの入力において再び存在する。

一般に、本願発明の第1及び第2の観点は、ある例ではTNS処理されていない信号が加算器の前に存在するのに対し、別の例では、TNS処理された信号が差分の対象となるかまたはスイッチングモジュールに入力されるという点で異なる。

記述された条件は、本願発明によるデコーダにおいて考慮される。本願発明の第1の観点によりコード化された信号をデコード化するデコーダの場合、TNSデコーディング、すなわちビットストリームでサイド情報として再び現れるコーディングの際に決定されたTNS係数を使用するTNSデコーディングフィルタ

の使用は、スイッチングモジュールに類似した逆スイッチングモジュールの前で起こる。コードに関して、逆スイッチングモジュールにTNS処理されていない信号が供給されるが、デコードの場合もまた同様である。

一方、本願発明の第2の観点によりコード化された信号をデコード化するデコードの場合、逆スイッチングモジュールにはTNS処理された信号が与えられる。この目的のために、第1段階のコードのデコード化された信号は、周波数ドメインに変換され、コードにおいて決定されたTNSフィルタ係数を用いるTNSコーディングフィルタによってフィルタリングされなければならない。本願発明の第2の観点によるコードについてと原則的に同様に、そのときだけ同種すなわちTNS処理された信号が、逆スイッチングモジュールまたはその前に配置された加算器において比較される。逆スイッチングモジュールの出力信号は、最終的にTNSデコーディングフィルタに入力され、その出力信号は、全ての装置のコーディングエラーから切り離してもとのオーディオ信号を再生するために、その後、逆フィルタバンクにより処理される。既に述べたように、本願発明の第2の観点によるコードまたはデコードが、本願発明の実施例では好ましい。なぜなら、逆フィルタバンクの前にTNSデコーディングフィルタまたは逆TNSフィルタが配置されるので、デコードにおける実質的な変更が必要でないからであり、これは図10Aの配置に対応する。

本願発明の実施例は、添付の図面を参照しながら以下より詳細に記述される。

#### 【図面の簡単な説明】

図1は、本願発明の第1の観点によるスケーラブルオーディオコードを示す。

図2は、本願発明の第2の観点によるスケーラブルオーディオコードを示す。

図3は、本願発明の第1の観点によるデコードを示す。

図4は、本願発明の第2の観点によるデコードを示す。

図5は、時間ドメインと周波数ドメインとの二重性を解明する表を示す。

図6Aは、過渡信号の一例を示す。

図6Bは、図6Aに示される過渡時間信号に基づく部分的なバンドパス信号のヒルベルト包絡線を示す。

図7は、周波数ドメインにおける予測の概略図である。

図 8 A は、TNS 技術を解説するための一例を示す。

図 8 B は、TNS 技術を用いた場合（左）と用いていない場合（右）の導入された量子化ノイズの時間軸上の行動の比較を示す。

図 9 A は、TNS フィルタ付きの非スケーラブルコードの簡略化されたブロック図である。

図 9 B は、図 9 A の TNS フィルタの詳細図である。

図 10 A は、逆 TNS フィルタ付きの非スケーラブルデコードの簡略化されたブロック図である。

図 10 B は、図 10 A の逆 TNS フィルタの詳細図である。

#### 【発明の実施の形態】

図 1 は、本願発明によるスケーラブルオーディオコードの概念ブロック図である。たとえば 48 kHz の第 1 のサンプリングレートでサンプリングされた離散時間信号  $x_1$  は、ダウンサンプリングフィルタ 12 により、たとえば 8 kHz の第 2 のサンプリングレートに導かれ、第 2 のサンプリングレートは第 1 のサンプリングレートよりも低い。第 1 と第 2 のサンプリングレートの比は、自然数であることが好ましい。間引きフィルタとして実行されてもよいダウンサンプリングフィルタ 12 の出力信号は、第 1 のコーディングアルゴリズムによって入力信号をコード化するコード/デコード 14 に入力される。既に述べたように、コード/デコード 14 は、たとえば G. 729、G. 723、FS1016、MPEG-4 CELP、MPEG-4 PAR 等のより低いオーダーのスピーチコードでよい。そのようなコードは、毎秒 4.8 キロビットのデータレート (FS1016) から、毎秒約 8 キロビットのデータレート (G. 729) で作動する。それらは全てサンプリング周波数 8 kHz でサンプリングされた信号を処理する。しかし、当業者にとっては、他のデータレートまたは他のサンプリング周波数の他のどのコードでも使用できることは自明である。

コード 14 によってコード化された信号すなわちコード化された第 2 の信号  $x_{2c}$ 、コード 14 に依存し上記のビットレートの 1 つで存在するビットストリームは、ライン 16 を介してビットフォーマット 18 に入力される。ビットフォーマット 18 の機能は後述する。ダウンサンプリングフィルタ 12 及びコード/デ



ーダ14は、本願発明によるスケーラブルオーディオコーダの第1の段階を構成する。

ライン16に出力されるコード化された第2の信号 $x_{2c}$ も、ライン20上にコード化／デコード化された第2の時間信号 $x_{2cd}$ を生成するために、第1のコーダ／デコーダ14で再びデコード化される。コード化／デコード化された第2の時間信号 $x_{2cd}$ は、第1の離散時間信号 $x_1$ より低いバンド幅を有する離散時間信号である。記述された数値的な例について、第1の離散時間信号 $x_1$ は、サンプリング周波数が48kHzなので、最大24kHzのバンド幅を有する。コード化／デコード化された第2の時間信号 $x_{2cd}$ は、ダウンサンプリングフィルタ12が第1の時間信号 $x_1$ を間引きを通じて8kHzのサンプリング周波数に変換したので、最大4kHzのバンド幅を有する。0から4kHzのバンド幅内で、信号 $x_1$ と $x_{2cd}$ は、コーダ／デコーダ14により持ちこまれたコーディングエラーを除いては同じである。

ここで、コーダ14により持ちこまれたコーディングエラーは常に小さなエラーとはかぎらず、たとえば強く過渡的な信号が第1コーダでコード化される場合、それらは有用な信号と同じオーダーの振幅のものでもあり得ることが指摘される。この理由で、後で説明するように、差分コーディングが合理的かどうか調べるためにチェックが行なわれる。

コーダ／デコーダ14の出力での信号 $x_{2cd}$ は、再び高サンプリングレートに変換して戻すためにアップサンプリングフィルタ23に入力され、その結果信号 $x_1$ と比較可能になる。

アップサンプリングされた信号 $x_{2cd}$ 及び信号 $x_1$ は、各々フィルタバンクFB1 22及びフィルタバンクFB2 24に入力される。フィルタバンクFB1 22は、信号 $x_{2cd}$ の周波数ドメイン表示であるスペクトル値 $X_{2cd}$ を生成する。一方、フィルタバンクFB2は、もとの第1の時間信号 $x_1$ の周波数ドメイン表示であるスペクトル値 $X_1$ を生成する。2つフィルタバンクの出力信号は、加算器26において減算される。より正確には、フィルタバンクFB1 22の出力スペクトル値 $X_{2cd}$ は、フィルタバンクFB2 24の出力スペクトル値から減算される。加算器26の次には、加算器26の出力信号 $X_d$ と、以後第1

のスペクトル値 $X_1$ と呼ばれるフィルタバンク24の出力信号 $X_1$ すなわち第1の時間信号のスペクトル表示の両方が入力されるスイッチングモジュールSM28が続く。

本願発明の第1の観点によると、スイッチングモジュール28に続くTNSフィルタまたは予測フィルタ27の予測係数は、TNS係数の計算のためのデバイス25により計算される。TNS係数計算器25は、図1から分かるように、TNSコーディングフィルタ27とビットフォーマッタ18の両方に対して係数を与える。

TNSコーディングフィルタは、当業者には公知の心理音響学モジュール32の記号で示される心理音響学モデルに従って量子化を行なう量子化器/コーダ30に入力する。2つのフィルタバンク22、24、加算器26、スイッチングモジュール28、量子化器/コーダ30及び心理音響学モジュール32は、本願発明によるスケーラブルオーディオコーダの第2の段階を構成する。

以下において、スケーラブルオーディオコーダの動作が図1を利用して説明される。前述のように、第1のサンプリングレートでサンプリングされた離散第1時間信号 $x_1$ は、第2のサンプリングレートに相当するバンド幅の第2の時間信号 $x_2$ を生成するために、ダウンサンプリングフィルタ12に入力され、第2のサンプリングレートは、第1のサンプリングレートよりも低い。これらの第2の時間信号 $x_2$ から、コーダ/デコーダ14は、第1のコーディングアルゴリズムに従って、第2のコード化された時間信号 $x_{2c}$ を生成し、また続く第1のコーディングアルゴリズムによるデコーディングによって、コード化/デコード化された第2の時間信号 $x_{2cd}$ を生成する。コード化/デコード化された第2の時間信号 $x_{2cd}$ の周波数ドメイン表示である第2のスペクトル値 $X_{2cd}$ を生成するために、コード化/デコード化された第2の時間信号 $x_{2cd}$ は、第1のフィルタバンクFB122により周波数ドメインに変換される。

ここで、コード化/デコード化された第2の時間信号 $x_{2cd}$ は、第2のサンプリング周波数すなわち例において8kHzの時間信号であることが指摘される。これらの信号の周波数ドメイン表示及び第1のスペクトル値 $X_1$ が評価されるが、第1のスペクトル値 $X_1$ は第1の時間信号 $x_1$ から生成され、第2のフィルタ

バンクFB2 24により第1すなわち高いサンプリング周波数を示す。同一の時間及び周波数分解能の比較信号を得るために、8kHz信号すなわち第2のサンプリング周波数の信号が、第1のサンプリング周波数の信号に変換されなければならない。しかし、スケラブルコードにとって、2つのサンプリング周波数が異なっているというのは不可避ではなく、それらは同じ値でもあり得る。

これは、アップサンプリングフィルタを使用する代わりに、信号 $x_{2cd}$ の個々の離散時間のスキャンされた値の間に特定の数のゼロの値を挿入することによっても達成できる。ゼロの値の数は、(第1のサンプリング周波数対第2のサンプリング周波数の比) - 1により求められる。第1(高い)対第2(低い)のサンプリング周波数の比は、アップサンプリングファクターと呼ばれる。当業者には公知のように、ゼロの挿入は、非常に少ない計算労力で可能であるが、信号 $x_{2cd}$ においてエイリアシング効果を生じさせ、その結果として、信号 $x_{2cd}$ の低周波数または有用なスペクトルが反復され、反復の数は挿入されたゼロの数に等しい。エイリアシングを被った信号 $x_{2cd}$ は、第2のスペクトル値 $X_{2cd}$ を生成するために、第1のフィルタバンクFB1により周波数ドメインに変換される。

コード化/デコード化された第2の信号 $x_{2cd}$ の各々スキャンされた値の間にたとえば5つのゼロを挿入することは、この信号の各6番目のスキャンされた値だけがゼロと異なることが最初から分かっている信号を生じさせる。この事実は、この信号をフィルタバンクまたはMDCTによって、または任意のフーリエ変換によって、周波数ドメインに変換する際に、利用できる。なぜなら、たとえば単純FFTで行なわれる特定の加算を省略することができるからである。被変換信号の最初から分かっている構造は、このように、信号を周波数ドメインに変換する際に計算時間を節約するという有利な方法で利用され得る。

第2のスペクトル値 $X_{2cd}$ は、より低い部分においてのみ、コード化/デコード化された第2の時間信号 $x_{2cd}$ の正しい表示であり、その理由で、全てのスペクトル線 $X_{2cd}$ のうち1/(アップサンプリングファクター)部分だけがフィルタバンクFB1の出力で利用される。ここで、コード化/デコード化された第2の時間信号 $x_{2cd}$ におけるゼロの挿入のために、ここで使用されるスペクトル線 $X_{2cd}$ の数は、エイリアシング障害のない第1の時間信号 $x_1$ の周波数表示であ

る第1のスペクトル値 $X_1$ と同じ時間及び周波数分解能を有することが指摘される。減算器26において、及びスイッチングモジュール28において、2つの信号 $X_{2cd}$ 及び $X_1$ は、評価されたスペクトル値 $X_0$ 、または $X_1$ を生成するために評価される。ここで、スイッチングモジュール28は、いわゆるサイマルキャスト差分転換を実行する。

第2の段階において差分コーディングを用いることがかならずしも有益とは限らない。これは、たとえば差分信号すなわち加算器26の出力信号が第2のフィルタバンクの出力信号 $X_1$ よりも高いエネルギーを有する場合である。更に、任意のコードが第1段階のコード/デコード14に使用され得るので、コードは、コード化しにくい特定の信号を生成することもあり得る。コード/デコード14は、コード化した信号の位相情報を保存していることが好ましく、その工程は専門家により「ウェーブフォームコーディング」または「シグナルフォームコーディング」と呼ばれている。差分コーディングかサイマルキャストコーディングのいずれが用いられるべきかに関する第2段階のスイッチングモジュール28における決定は、周波数に基づいて行なわれる。

「差分コーディング」とは、第2のスペクトル値 $X_{2cd}$ と第1のスペクトル値 $X_1$ との差のみがコード化されるという意味である。しかし、差分信号のエネルギー内容が第1のスペクトル値 $X_1$ のエネルギー内容より大きいために、そのような差分コーディングが有益でない場合には、差分コーディングは使用されない。差分コーディングが使用されない場合は、例において48kHzでサンプリングされた時間信号 $x_1$ の第1のスペクトル値 $X_1$ は、スイッチングモジュール28によりつながれ、スイッチングモジュールSM 28の出力信号として使用される。

差の形成が周波数ドメインで起こるので、サイマルキャストコーディングと差分コーディング間の周波数選択的選択を行うのに問題はない。なぜなら、2つの信号 $X_1$ と $X_{2cd}$ の差は、いかなる場合でも計算されるからである。よって、スペクトルにおける差の形成は、差分コーディングされるべき周波数帯域の単純な周波数選択的選択を可能にする。原則的には、各スペクトル値について個々に差分コーディングからサイマルキャストコーディングへの転換が起こり得る。しか

し、これはあまりにも大量のサイド情報を要し、絶対に必要でもない。よって、たとえば周波数グループにおける差分スペクトル値のエネルギーと第1のスペクトル値のエネルギーを比較する方が良い。その代わりに、たとえば8バンド、各500Hz幅毎というように、一定の周波数バンドを最初から特定することも可能であり、時間信号 $x_2$ が4kHzのバンド幅である場合、再び信号 $X_{2cd}$ のバンド幅という結果になる。周波数バンドを決める際の妥協点は、送信されるサイド情報の量を平均させる、すなわちある周波数バンドにおいて差分コーディングが活性か否かは、可能なかぎり頻繁に差分コーディングが行なわれることから生ずる利益に対して、比較考量することにある。

たとえば各バンドにつき8ビット、差分コーディングまたはその他の適切なコーディングについてのオン/オフビット等のサイド情報は、ビットストリームにおいて送信されることが可能であり、そのような情報はある特定の周波数バンドが差分コーディングされたか否かを示している。後述のデコーダにおいては、第1のコードの相当するサブバンドのみが、その後再構成の際に加えられる。

よって、第1のスペクトル値 $X_1$ と第2のスペクトル値 $X_{2cd}$ の評価のステップは、差分スペクトル値 $X_d$ を得るために、第1のスペクトル値 $X_1$ から第2のスペクトル値 $X_{2cd}$ の減算を含むことが好ましい。また、たとえば8kHzにおける500Hz等の予め決定されたバンドにおける多重のスペクトル値のエネルギーが、その後たとえば加算やスクエアリングなどの公知の方法により、差分スペクトル値 $X_d$ 及び第1のスペクトル値 $X_1$ について計算される。各々のエネルギーの周波数選択的比較が、各周波数バンドにおいて行なわれる。差分スペクトル値 $X_d$ のある特定の周波数バンドにおけるエネルギーが、予め決められた因子 $k$ によって乗算された第1のスペクトル値 $X_1$ のエネルギーを超えている場合、評価されたスペクトル値 $X_b$ は第1のスペクトル値 $X_1$ であると決定される。そうでなければ、差分スペクトル値 $X_d$ が、評価されたスペクトル値 $X_1$ であると決定される。因子 $k$ は、たとえば約0.1から1.0までの値であり得る。1より小さい $k$ の値については、差分信号がもとの信号より低いエネルギーである場合、サイマルキャストコーディングが既に使用されている。一方、1より大きい $k$ の値については、たとえ差分信号のエネルギー内容が第1のコードでコード化さ

れていないもとの信号のそれを既に上回っていても、差分コーディングが継続して使用される。サイマルキャストコーディングが評価される場合、スイッチングモジュール28は、第2のフィルタバンク24の出力信号に直接つなぐ。前述の差の形成の代わりの方法として、たとえば2つの引用された信号について比が形成されたり、乗算その他の操作が行なわれるという評価が行なわれることも可能である。

TNSコーディングフィルタ27は、スイッチングモジュール28の出力に接続され、評価された残余スペクトル値を得るために、TNS係数計算器25により評価された予測係数を用いて、周波数に関して評価されたスペクトル値 $X_b$ の予測を行う。

評価された残余スペクトル値は、スイッチングモジュール28により決定されたとおり、差分スペクトル値 $X_d$ または第1のスペクトル値 $X_1$ のいずれかに相当し、当業者には公知であり心理音響学モデル32内に存在する心理音響学モデルを考慮して第1の量子化／コード30により量子化され、その後、好ましくはたとえばハフマンテーブルを用いる冗長減少コーディングによりコード化される。当業者には公知のように、心理音響学モデルは時間信号から計算され、図1から分かるように、それが高いサンプリングレートの第1の時間信号 $x_1$ が心理音響学モデル32に直接入力される理由である。量子化器／コード30の出力信号 $X_{cb}$ は、ライン42でビットフォーマット18へと直接導かれ、出力信号 $x_{AUS}$ に書き込まれる。

ここまで第1及び第2の段階のスケラブルオーディオコードが記述された。本願発明によるスケラブルオーディオコードのコンセプトは、また、3以上の段階のカスケード接続も可能である。よって、たとえば48kHzでサンプリングされた入力信号 $x_1$ について、おおよそ電話の通話品質に相当するデコーディング後の信号品質を達成するために、サンプリングレートを減らすことにより、第1のコード／デコード14において、最初の4kHzのスペクトルをコード化することが可能であろう。第2の段階において、おおよそHIFI品質に相当する音質を達成するために、量子化器／コード30により実行される12kHzまでのバンド幅コーディングが行なわれることが可能であろう。48kHzでサン

プリングされた信号  $x_1$  が 24 kHz のバンド幅を有し得ることは、当業者にとって自明である。付加量子化器／コーダ 38 により実行される第 3 の段階は、およそコンパクトディスク (CD) の音質に相当する音質を達成するために、最大 24 kHz、または実際的な例ではたとえば最高 20 kHz のバンド幅までのコーディングを行なうことが可能であろう。

送信されなければならないサイド情報以外に、コード化されたデータストリーム  $x_{AUS}$  は、以下の信号を含む：

- コード化された第 2 の信号  $x_{2c}$  (0 から 4 kHz の全スペクトル)；及び
- コード化され評価された残余スペクトル値 (サイマルキャストコーディングで 0 から 12 kHz の全スペクトルまたは差分コーディングでコーダ 14 の 0 から 4 kHz のコーディングエラー及び 4 から 12 kHz の全スペクトル)。

例における第 1 のコーダ／デコーダ 14 から量子化器／コーダ 30 への遷移において、遷移障害は 4 kHz から 4 kHz より大きい値の遷移を伴うことがある。これらの遷移障害は、ビットストリーム  $x_{AUS}$  に書きこまれたエラーのスペクトル値の形で姿を現わす。全体のコーダ／デコーダは、たとえば 1 / (アップサンプリングファクター引く  $x$ ) ( $x = 1, 2, 3$ ) までの周波数ラインだけが使用されるように特定されることが可能である。その結果、第 2 のサンプリング周波数で到達可能な最大バンド幅の末端の信号  $X_{2cd}$  の最終スペクトル線は考慮に入れられない。暗に、これは評価関数が使用されたことを意味し、引用された場合では、特定の周波数値より上はゼロであり、これより下は 1 の値を有するという矩形関数である。代わりに、遷移障害を有するスペクトル線の振幅を減らす「よりソフトな」評価関数が用いられることも可能であり、その後は減少された振幅のスペクトル線が考慮される。

遷移障害は、デコーダにおいて再び取り除かれるので、可聴ではないということが指摘される。しかし、遷移障害は過分な差分信号へとつながる可能性があり、その場合差分コーディングによるコーディング利得が減少される。上述のような評価関数での評価により、コーディング利得の損失が制限できる。矩形関数以外の評価関数は、矩形関数と同様に、コーダ及びデコーダにアプリアリに適合され得るので、付加的なサイド情報を必要としない。

図2は、本願発明の第2の観点により作動するコードの実際上の実施を示す。図1と同じエレメントには同じ参照番号を付しており、特別に言及されていないかぎり、同じ機能を実行する。既に説明したように、本願発明の第2の観点は、変更が少なく済むために、デコードにとってより良いものである。図1のスケラブルオーディオコードと対照的に、図2では、第2のTNSコーディングフィルタ27が、位置22のフィルタバンク1の後ろに配置される。更に、第1のTNSコーディングフィルタは、既にフィルタバンク224の後ろに位置しており、これはデバイス26における加算器及びスイッチングモジュール28が、TNS処理されたスペクトル値すなわち第1の残余スペクトル値及び第2の残余スペクトル値を処理することを意味する。スイッチングモジュール28及び加算器26において、評価された残余スペクトル値を得るために、第2の残余スペクトル値で第1の残余スペクトル値が評価され、その後量子化器／コード30に入力される。よって、図1のように、これは評価された残余スペクトル値を量子化及びコード化する。TNS係数計算器25は、フィルタバンク24の後ろのTNSコードとフィルタバンク22の後ろのTNSコードの両方に入力し、フィルタバンク22の出力信号は、TNSフィルタリングの対象となるが、それはフィルタバンク24の出力信号から計算されたTNS係数に基づいて行われる。図1のように、ビットストリームフォーマッタ18のTNS係数は、サイド情報として供給される。

図3は、図1に示されるスケラブルオーディオコードによってコード化されたデータをデコーディングするためのデコードを示す。図1のビットフォーマッタ18の出力データストリームは、データストリーム $x_{AUS}$ から図1のライン42及び16上の信号を得るために、デマルチプレクサ46に与えられる。コード化された第2の信号 $x_{2c}$ は遅延エレメント48に入力され、遅延エレメント48は、システムの他の側面のために必要とされ本願発明の構成要素ではないデータに遅延を導入する。

遅延の後、コード化された第2の信号 $x_{2c}$ は、図3に示されるように、ライン52を介して出力されるコード化／デコード化された第2の時間信号 $x_{cd2}$ を生成するために、図1のコード／デコード14においても実行される第1のコード



ィングアルゴリズムによりデコーディングするデコーダ50に入力される。コード化され評価された残余スペクトル値は、評価された残余スペクトル値を得るために、再量子化器54により再量子化される。加算器58は、残余スペクトル値及び任意の更なるレイヤー（破線で示される）の残余スペクトル値の合計を形成する。

加算器26と同様に作動する加算器62の前で再び同じ状態を作り出すために、加算器58の後にTNSデコーディングフィルタ59が続く。TNSデコーディングフィルタ59は、加算器58の出力信号に関して逆TNSフィルタリングを行なう。ここでは、サイド情報に含まれる予測係数が使用されるが、これらは図2のTNS係数計算器25によって計算されたものである。TNSデコーダ59の出力には、デコード化され評価されたスペクトル値 $X_b$ が存在する。

ここで、図3から分かるように、コード化／デコード化された第2の時間信号は、第2のスペクトル値 $X_{2cd}$ を得るために、まず適当なアップサンプリングフィルタ63により変換され、フィルタバンク64により周波数ドメインに変換されなければならないということが指摘される。なぜなら、加算器62の加算はスペクトル値の加算だからである。フィルタバンク64は、フィルタバンクFB122及びFB224と同一であることが好ましく、それによりただ1つの装置のみが実行されなければならないことになり、それには、適当なバッファが据え付けられ、連続して異なる信号が供給される。代わりに、適切でありさえすれば、異なるフィルタバンクが用いられてもよい。

既に述べたように、スペクトル値の量子化で用いられる情報は、心理音響学モジュール32により第1の時間信号 $x_1$ から得られる。送信されるデータ量を減らすために、できるだけ粗くスペクトル値を量子化するよう特別な努力がなされる。一方、量子化により導入された障害は可聴であるべきではない。心理音響学モジュール32に含まれそれ自体公知のモデルが、いかなる障害も可聴でない量子化により導入され得る許容障害エネルギーの計算に使用される。制御部は、許容障害より小さいかそれと等しい量子化障害を持ちこむ量子化を実行するために、公知の量子化器／コードにおける量子化器を制御する。これは、たとえばブロック30に含まれる量子化器により量子化された信号が再び反量子化されるとい

う方法で、公知のシステムにおいて常に監視される。量子化器への入力信号と、量子化／反量子化された信号とを比較することにより、量子化によって実際に導入された障害エネルギーが計算される。量子化／反量子化された信号の実際の障害エネルギーは、制御部において、許容障害エネルギーと比較される。実際の障害エネルギーが許容障害エネルギーより大きければ、量子化器内の制御部は、量子化の精密度を増加させる。許容障害エネルギーと実際の障害エネルギーとの比較は、典型的に心理音響学周波数バンド毎に起こる。この方法は公知であり、サイマルキャストコーディングが使用される場合、本願発明によるスケーラブルオーディオコードにより使用される。

いわゆるポストフィルタ 67 は、第 1 段階のデコードに相当するデコードの出力信号のある種のポストフィルタリングを行なうことが可能であり、デコード 50 の出力側に配置される。しかし、このフィルタは本願発明の構成要素ではない。

図 4 は、図 3 のそれと同様のデコードを示す。しかし、図 4 に示すデコードは、本願発明の第 2 の観点によりコード化された信号について作動する。図 3 とは対照的に、逆スイッチングモジュール 60 は、TNS コード化された入力信号に関して作動し、一方、図 3 の逆スイッチングモジュール 60 は、非 TNS 処理された入力信号すなわち TNS デコード化された信号に関して作動する。デコード 50 の出力信号は、どこにおいても、コードにおいてでさえも、TNS コード化されていないので、図 1 及び図 2 の TNS コーディングフィルタ 27 と同じ方法で実行されることが可能な TNS コーディングフィルタ 27 によりフィルタリングされなければならない。本願発明の第 2 の観点によるデコードにおいて、締めくくりの TNS デコーディングフィルタ 59 は、フィルタバンク 22 及び 24 のフィルタバンク操作を反転させることが可能な逆フィルタバンク 66 の前に直接配置される。変換コードにおいて通常見られる図 10A に示される配置に相当するので、この配置が好ましい。TNS デコーディングフィルタ 59 及び TNS コーディングフィルタ 27 の両方に、デマルチプレクサ 46 がコード化されたビットストリーム  $x_{AUS}$  のサイド情報から抽出した予測係数が供給される。

図 4 によるデコードにおける付加的な TNS コーディングフィルタ 27 は、最

小限により高い支出を表す。なぜなら、TNSフィルタパラメータ決定の間に確認されたパラメータは、TNSデコーディングフィルタを計算できるように、いかなる場合でも送信されるからである。それはまたデコーダにおいてTNSコーディングフィルタを計算するにも十分である。送信されたビットストリームにおいて変更は必要ない。

当業者にとって、第1のサンプリング周波数が48kHzであり第2のサンプリング周波数が8kHzであるところの提示された実施例が、単なる例示であることは自明である。8kHzより低い周波数が第2の低い方のサンプリング周波数として用いられてもよい。全体のシステムのサンプリング周波数としては、48kHz、44.1kHz、32kHz、24kHz、22.05kHz、16kHz、8kHzまたはその他の適当なサンプリング周波数が使用されてよい。第1の段階のコーダ/デコーダ14のビットレート範囲は、既に述べたように、毎秒4.8kbitから毎秒8kbitまででよい。第2の段階の第2のコーダのビットレートの範囲は、サンプリングレート48、44.1、32、24、16及び8kHzで、毎秒0から64、69.659、96、128、192及び256kbitでよい。第3の段階のコーダのビットレート範囲は、全てのサンプリングレートについて毎秒8kbitから毎秒448kbitでよい。

【図1】

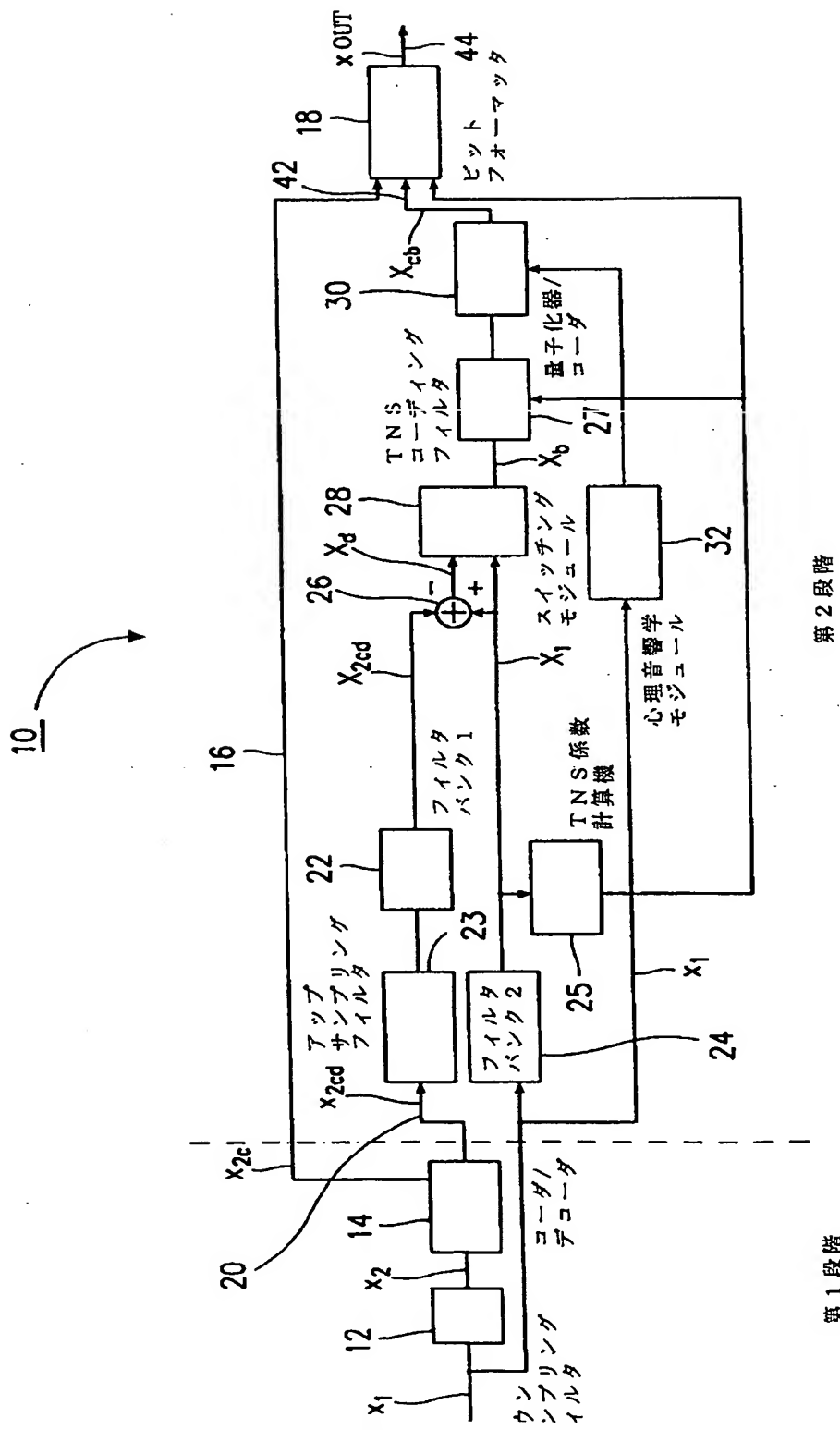


FIG.1

【図2】

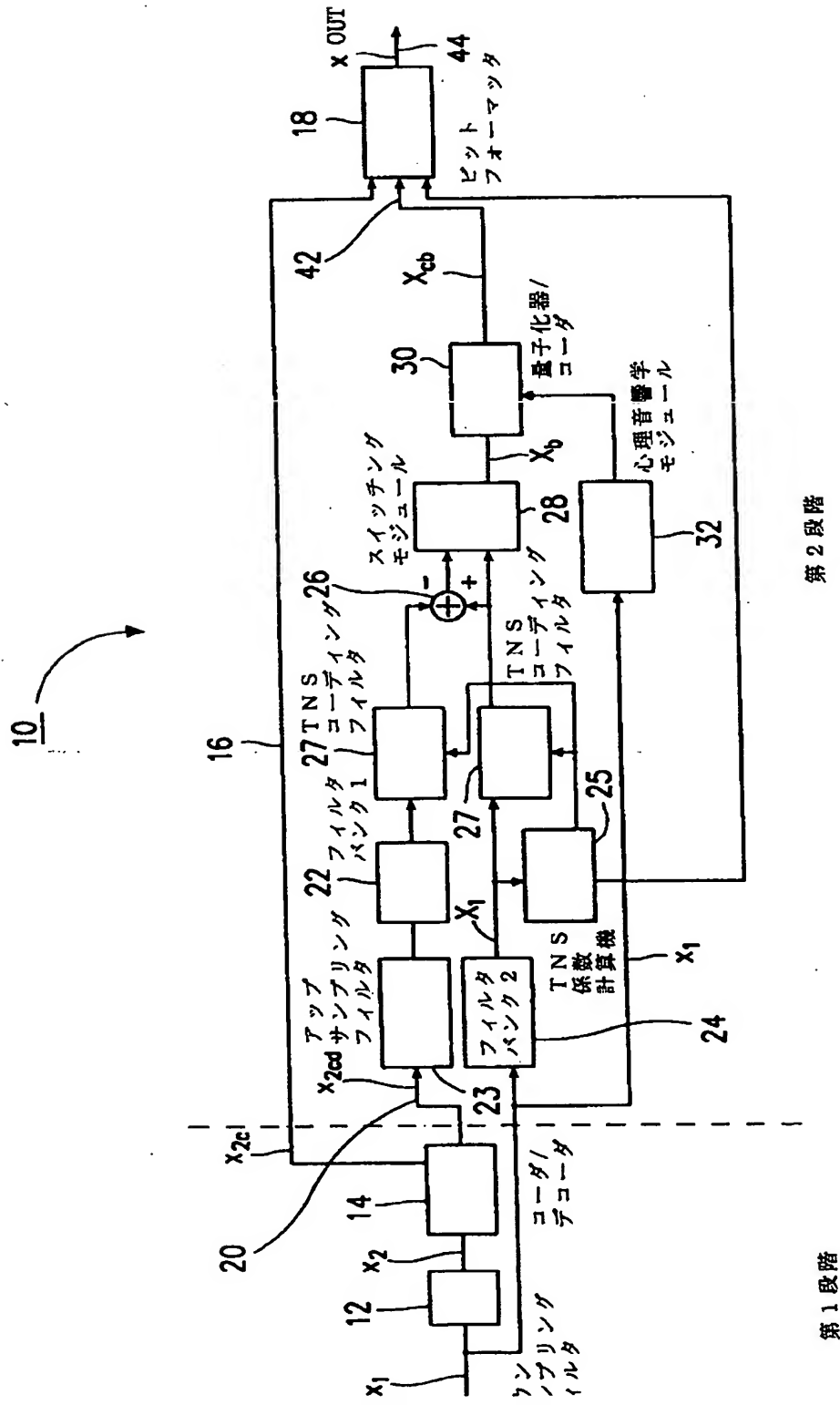


FIG.2

【図3】

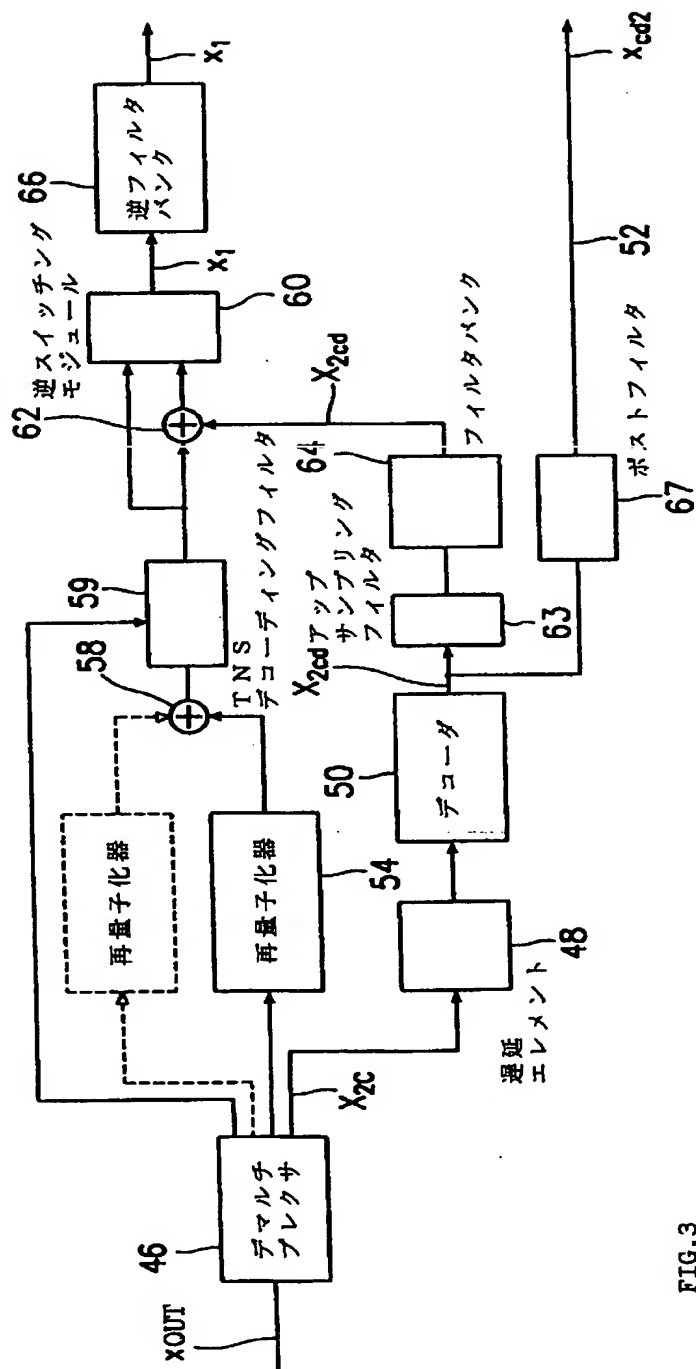
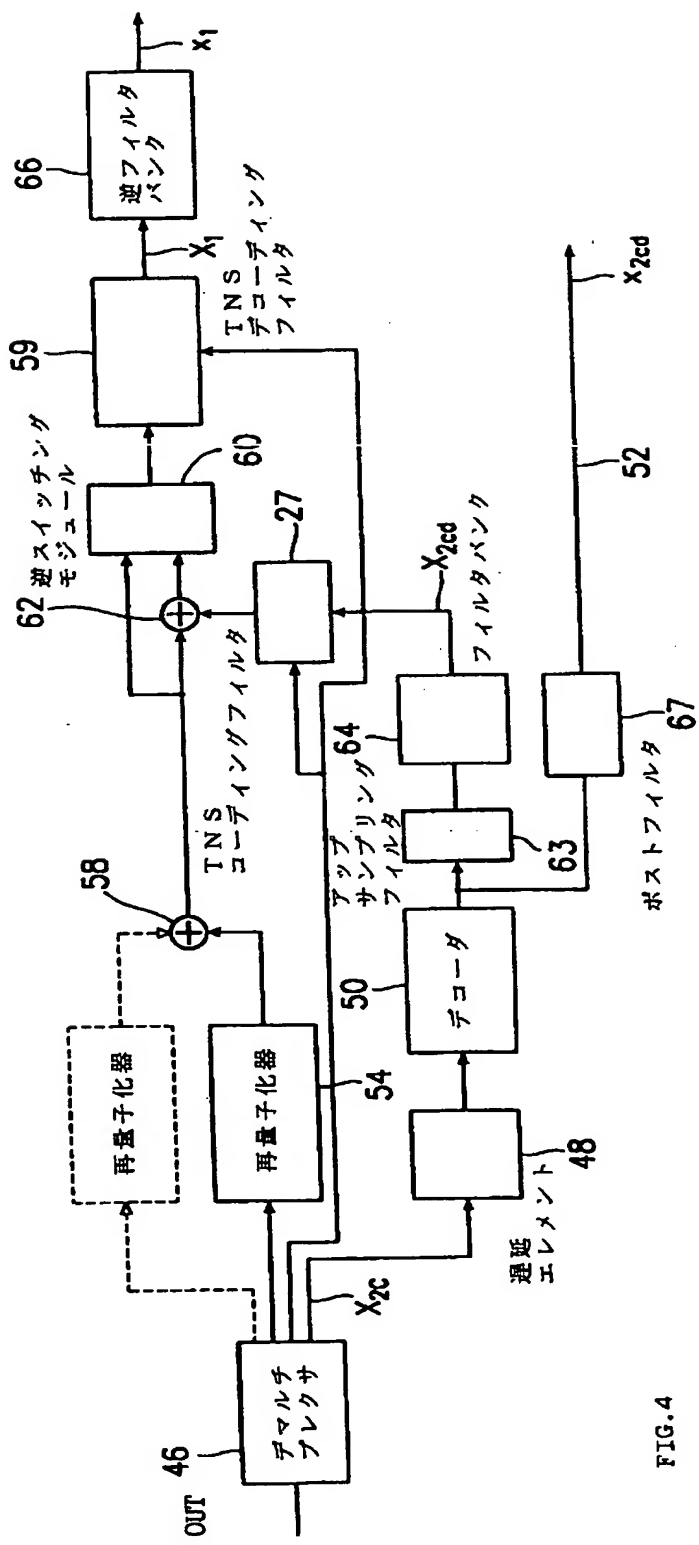


FIG. 3

【図 4】



**FIG. 4**

【図5】

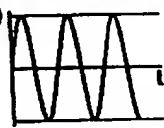

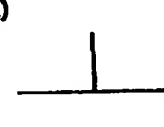
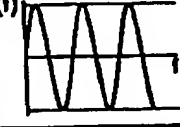
入力信号		最適コーディング	
時間ドメイン	周波数ドメイン	直接コーディング	予測コーディング
$u(t)$ 	$U(f)$ 	スペクトルデータのコーディング	時間ドメインにおける予測
$u(t)$ 	$U(f)$ 	時間ドメインデータのコーディング	周波数ドメインにおける予測

FIG.5

【図6】

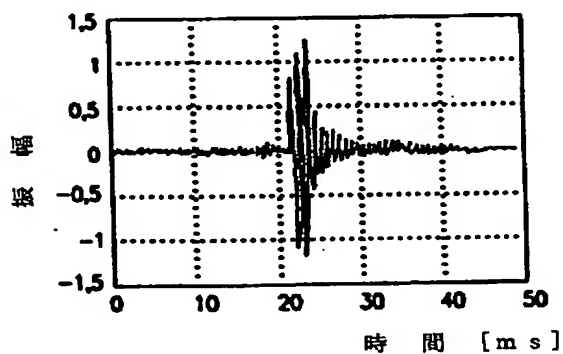


FIG.6A

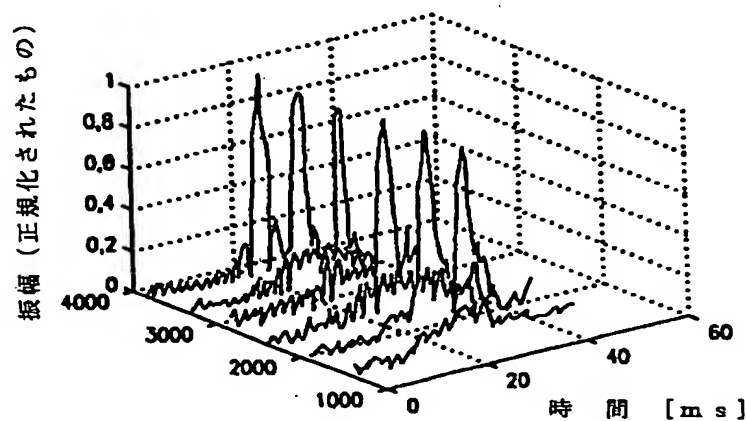


FIG.6B



【図7】

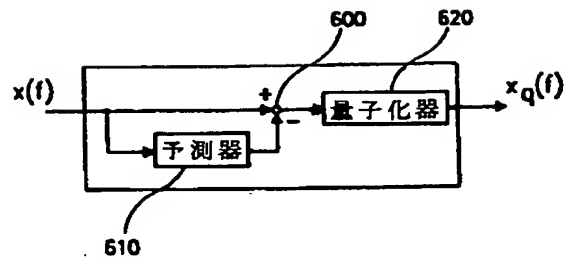


FIG.7

【図8】

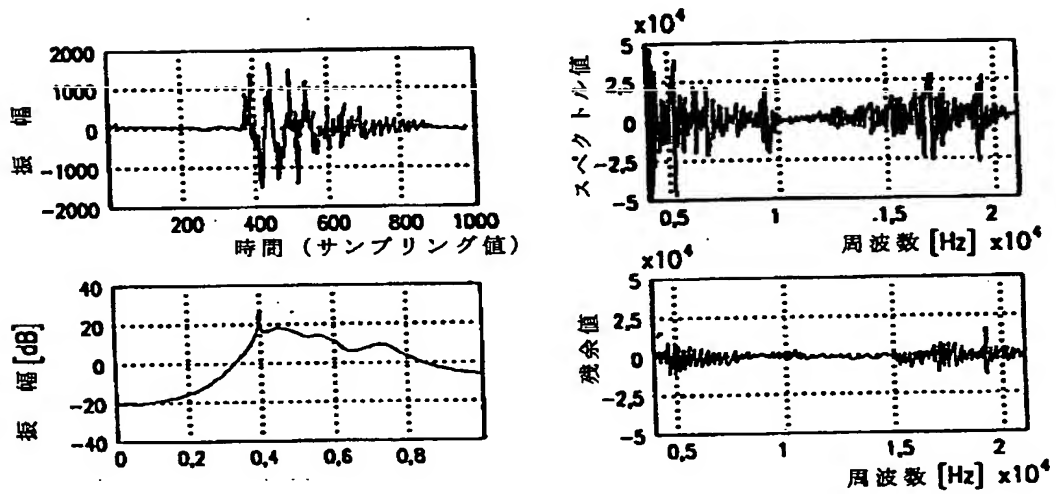


FIG.8A

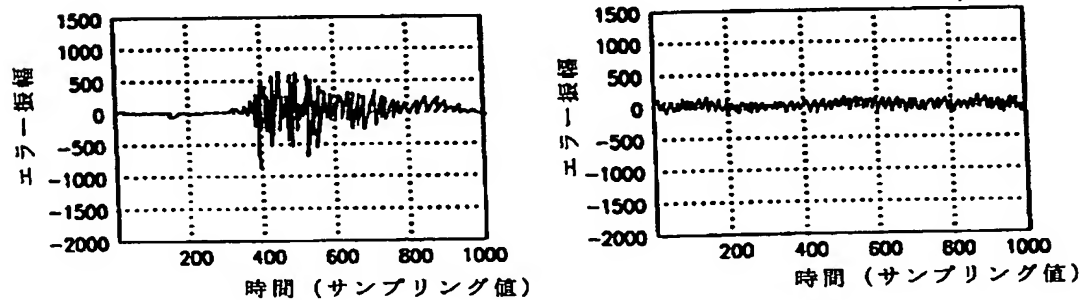


FIG.8B

```

graph LR
    800 --> 802[解析  
フィルタ  
バンク]
    802 --> 804[TNS  
フィルタ]
    804 --> 806[Q]
    806 --> 808
    subgraph 量子化器
        806
    end

```

**FIG.9B**

【図10】

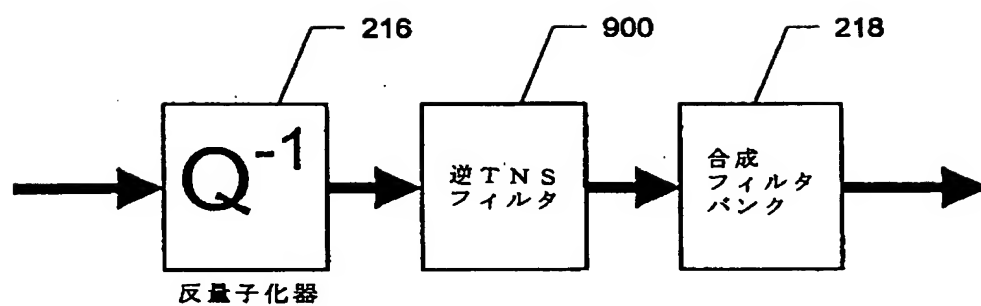


FIG.10A

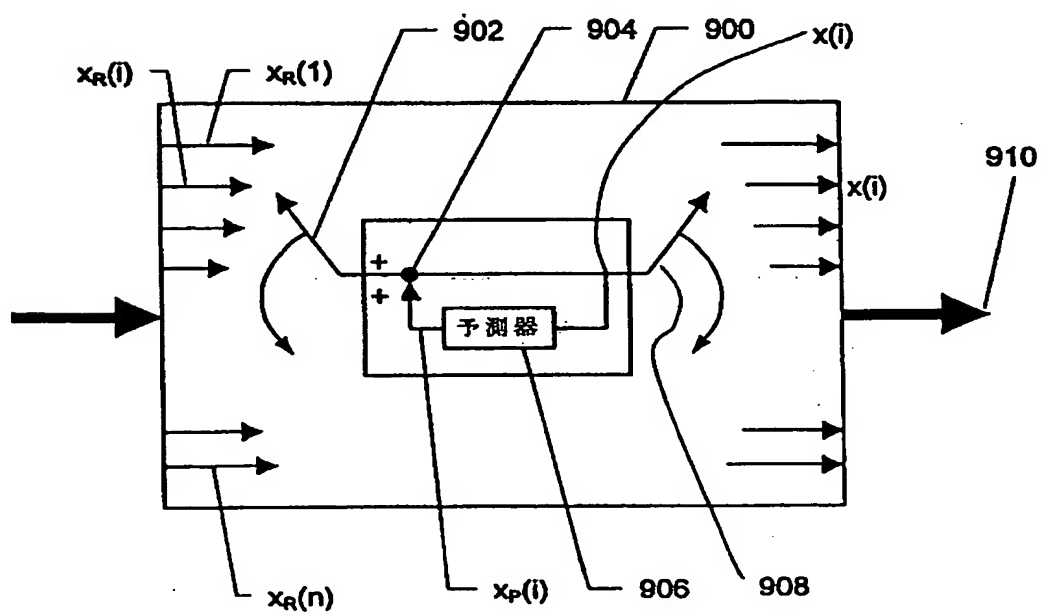


FIG.10B

【国際調査報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

<b>A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER</b> IPC 6 H04B1/66 H04B14/04		International Application No. PCT/EP 98/04200
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
<b>B. FIELDS SEARCHED</b> Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) IPC 6 H04B G10L		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched		
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)		
<b>C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT</b>		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	DE 195 37 338 C (FRAUNHOFER GES FORSCHUNG) 13 March 1997 see abstract; figures 1,2 see column 1, line 39 - line 50 see column 2, line 29 - line 66 see column 3, line 22 - line 55	1-8
A	HERRE J; JOHNSTON J D: "Enhancing the Performance of Perceptual Audio Coders by Using Temporal Noise Shaping (TNS)" 101ST AES CONVENTION, LOS ANGELES, CA, USA, PREPRINT 4384, 8 - 11 November 1996, KP002102636 cited in the application see figures 10,14,15 see page 8 - page 10 see page 12	1-8
-/-		
<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of box C.		
<input checked="" type="checkbox"/> Patent family members are listed in annex.		
* Special categories of cited documents: "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier document but published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art "A" document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search 12 May 1999		Date of mailing of the international search report 08/06/1999
Name and mailing address of the ISA European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Tr. 21 651 spo nl Fax (+31-70) 340-3010		Authorized officer Sieben, S

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No  
PCT/EP 98/04200

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	<p>GRILL B ET AL: "A TWO- OR THREE-STAGE BIT RATE SCALABLE AUDIO CODING SYSTEM" AMERICAN ENGINEERING SOCIETY CONVENTION, 6 October 1995, pages 1-8, XP000613371 see figures 1-3 see page 3, paragraph 2.1 - page 4, paragraph 2.2</p>	1-8

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No

PCT/EP 98/04200

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
DE 19537338 C	13-03-1997	AU 6924896 A	30-04-1997
		CA 2234078 A	17-04-1997
		WO 9714229 A	17-04-1997
		EP 0846375 A	10-06-1998
		JP 11500291 T	06-01-1999
		NO 981532 A	04-06-1998

---

フロントページの続き

- (72)発明者 タイヒマン ボド  
ドイツ連邦共和国 D-90427 ニュルン  
ベルク エバマンシュテター シュトラ  
セ 2
- (72)発明者 ブランデンブルク カールハインツ  
ドイツ連邦共和国 D-91054 エアラン  
ゲン ハーグシュトラセ 32
- (72)発明者 ゲルホイザー ハインツ  
ドイツ連邦共和国 D-91344 ヴァイシ  
エンフェルト ザウゲンドルフ 17
- Fターム(参考) 5D045 DA20  
5J064 AA01 BA01 BA13 BB03 BC02  
BC08 BC11 BC16 BC18 BC27  
BD03

【要約の続き】

これらの2つの信号は、互いに対して評価される(26, 28)。その後、評価された残余スペクトル値( $X_b$ )は、コード化され評価された残余スペクトル値( $X_{cb}$ )を得るために、第2のコーディングアルゴリズムによりコード化され(30)、それらは計算された予測係数を含みサイド情報とともに、ビットストリーム( $x_{AUS}$ )中に書き込まれる。